

공진형 듀얼컨버터의 동작특성에 관한 고찰

양 승 학

A Study of the Operation Characteristics of the Resonant Dual Converters

Seung-Hak Yang

요 약

공진형 듀얼 컨버터는 스위칭손실이 낮은 고주파 스위칭으로 전력변환을 실현할 수 있는 회로방식으로서 주목받고 있다. 본 논문에서는 유도전동기를 부하로 하여 구동과 회생운전이 가능한 쌍방향 공진형 전력변환 시스템을 구축하고, 이 시스템의 실제적인 적용을 위하여 일련의 실험을 통해 제작시스템의 운전특성을 검증한다.

고찰부분으로는 입출력특성, 공진부특성, 주 소자와 클램프소자에서의 턴 오프특성 및 영전압특성에 대한 실험결과를 대상으로 한다. 본 연구에서는 관측된 파형들을 검증하므로써 제작시스템에 있어서의 몇가지 문제점을 고찰하고 금후의 연구를 위한 제안을 제시하고자 한다.

ABSTRACT

Resonant dual converters are remarkable as circuit topologies that can realize a power conversion on the high switching frequency with low switching loss.

In this paper, bi-directional resonant power conversion system is established, which makes the powering and the regeneration possible, by loading an induction motor. For its practical use, the operation characteristics of the system are to be examined through a series of experiments.

The characteristics are : (1)input/output, (2)resonants, (3)turn-off and zero voltage in the main devices and clamp device. By examining the measured waveforms, this study will investigate some problems in the system, and also give some suggestions for a further study.

Key Words: Resonant dual converters, Switching loss, Turn-off, Zero voltage

1. 서 론

최근 BJT, IGBT, MOSFET등의 전력용 스위칭 소자의 발달로 인해 전력 변환 기술은 눈부신 발전을 보이고 있고 이미 전력계통, 산업 및 민생용으로서 폭넓게 실용화되고 있다.

종래의 3상 PWM형 전력변환 시스템은 이상에 가까운 전력변환을 실현하고 있으며, 이 변환기의 스위칭 주파수를 높게 하면 트랜스, 리액터, 콘덴서등의 수동소자의 용량을 저감할 수 있으므로 소형화, 경량화가 가능하게 되어 시스템의 성

능을 향상시킬 수 있다.⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾

이러한 전력변환 시스템의 고성능화를 위해서는 스위칭 주파수의 고주파수가 요구된다. 그러나 반도체스위치를 강제적으로 스위칭하고 있기 때문에 주파수를 높이면 스위칭손실이 증가할 뿐 만 아니라 전자노이즈도 발생하는 등의 문제가 생긴다.

현재 일반적인 PWM 인버터의 스위칭 주파수의 한계는 GTO는 1 kHz, BJT는 3 kHz, IGBT는 10 kHz 그리고 MOSFET는 20 kHz 정도로 되어 있다. 이 값은 정상운전할

때, 각 소자의 PN접합부의 온도상승을 고려하여 결정되어 있다. 그래서 PWM 인버터의 회로구성에 있어서는 상기 주파수에 의한 구동이 거의 한계로 되어 있다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 공진형의 전력변환기술이 주목을 받고 있다.⁽⁴⁾ 본 기술의 최대의 특징은, 공진회로에 의한 소자의 전압 또는 전류가 영으로 되는 시점을 만들어 그 시점에서 스위칭을 행하므로써 스위칭 손실을 원리적으로 영으로 한다는 것에 있다. 이로부터 전력변환기의 손실은 정상 손실 만으로 되므로 고주파 스위칭 운전이나 시스템의 고효율화가 가능하게 된다.⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾

본 연구에서는 유도전동기를 부하로 하여 구동 및 전원회생이 가능한 쌍방향성의 공진형 전력변환 시스템을 구축하고 시스템의 실용화를 위해 실험을 통하여 그의 운전 특성을 규명하고자 한다.

2. 제작시스템의 구성

주회로는 클램프회로를 설치한 병렬공진 직류링크형으로 그림 1과 같다.

입력측 컨버터와 출력측 인버터로 구성되는 듀얼컨버터 방식의 중간 링크부를 공진형으로 한 전력변환기는 네 종류가 있다. 즉, 링크부 전압 및 전류의 극성에 의해 교류링크, 직류링크로 구별하고 공진회로의 접속방식에 의해 직렬공진, 병

렬공진으로 분류되어 각각을 조합한 것이다.

이러한 여러 공진방식중에서 병렬공진 직류링크형을 채택한 이유는 다음과 같다.

- ① 종래의 전압형 PWM방식에 간편하게 접 목이 가능
- ② 모터의 구동이 가능
- ③ 듀얼컨버터의 경우, 전원회생이 가능
- ④ 듀얼컨버터의 경우, 계통의 역률제어가능
- ⑤ 병렬운전이 가능
- ⑥ 구성이 간단하여 시스템을 비교적 낮은 가격으로 구축 가능

주회로는 IGBTs를 이용한 3상의 컨버터·인버터 시스템으로 구성하고, 중간회로부는 공진현상을 발생시키기 위한 공진용 콘덴서(C_r)와 공진용 인덕터(L_r) 그리고 에너지 버퍼용의 전해콘덴서(C_d)로 구성되어 있다.

또한 공진현상에 의해 직류링크부의 전압은 직류전원전압의 2배이상으로 나타나는데, 이러한 고전압을 제어하기 위해 그림안에 점선으로 둘러싸인 클램프회로를 부가한다.

또한 계통부에는 노이즈절감 및 컨버터제어에 의한 전원함몰 방지용으로 교류리액터(L_{ac})가 접속되어 있으며 그의 용량은 허용리플의 크기에 의해 결정한다. 부하로서는 범용의 유도전동기를 이용하고 그의 부하기로서 직류기를 이용하고 있다.

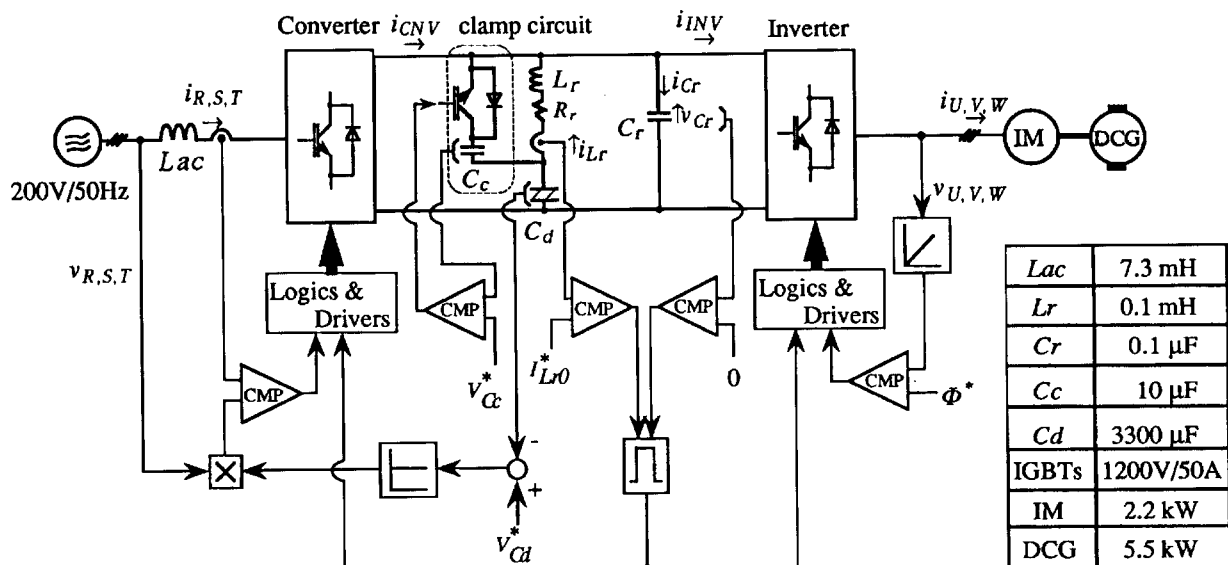


그림 1 제작시스템의 구성도
Fig. 1 Schematic of constructed system

본 구성으로 하면 유도기의 VVVF제어는 물론 입력역률제어, 전원회생이 가능하게 된다.

3. 각 회로부의 제어방식

3.1 듀얼 컨버터부의 제어방식

본 시스템의 제어방식에 있어서, 컨버터와 인버터의 스위칭은 링크전압이 영으로 되는 시점에서 행하고, 그의 스위칭패턴은 지령치와 검출치의 순시치의 비교를 통해 발생시킨다.

컨버터는 직류전원인 전해콘덴서의 전압(V_{cd})을 일정하게 하는 제어와 입력역률을 1로 하는 제어를 행한다. 제어방식은 전해콘덴서의 전압을 제어하기 위한 AVR 및 전원 상전압과 형을 기준으로 하여 계통전류의 역률제어를 하기 위한 역률조정기를 갖추고, 그의 출력을 계통전류의 지령치로 하여 실제치와 순시치 비교를 통하여 스위칭패턴을 발생시키는 방법이다. 단, 스위칭패턴을 발생시키는 타이밍은 공진용 콘덴서 양단의 전압(V_{cr})이 영이 되는 시점에서만 가능하다.

인버터는 FRENIC G6N의 제어장치를 사용하여 부하인 유도전동기의 일차자속을 일정하게 하는 제어를 행한다. 제어방식은 인버터의 출력전압으로부터 일차자속 상당분을 검출하여 지령치와의 순시치 비교를 행하므로써 각상의 스위칭패턴을 발생시키는 방법이다. 스위칭패턴을 발생시키는 타이밍은 컨버터와 동일하게 V_{cr} 이 영이 되는 시점에서 행한다.

3.2 클램프회로의 동작 및 제어방식

클램프회로는 직류링크부에서 발생하는 고전압에 대한 피크전압치를 억제하기 위한 역할을 담당한다. 그림 2는 클램프회로의 동작설명도이다.

클램프회로의 동작을 설명하기 위해 두 개의 모드로 나누어 설명한다. 모드A는 공진콘덴서 전압이 설정한 클램프전압에 도달한 시각 T_3 로부터 시작한다. 모드A와 모드B가 클램프회로의 동작기간중으로 각각 그림과 같은 경로로 전류가 흐른다. 클램프회로내의 스위치동작 개시시각 T_3 와 종료시각 T_4 의 전압이 같게 되도록 제어를 행하고 있으므로 클램프콘덴서의 충전전하와 방전전하가 같게 되어 공진지속이 가능하게 된다.

이렇게 통상운전시에는 클램프콘덴서의 전압(V_{cc})을 일정하게 제어하여 클램프전압을 일정하게 유지한다. 클램프회로의 제어방식은 클램프콘덴서의 전압을 검출하여 지령치와의 순시치 비교를 통해 스위칭패턴을 발생시키는 방법이다.

3.3 공진리액터 초기전류

링크부가 영전압이 될 때, 컨버터와 인버터의 상하 스위치

를 단락하여 리액터에 어떤 크기의 전류를 흘려 에너지를 축적한다. 이것은 공진 1주기 후에 V_{cr} 이 확실하게 영에 도달하여 공진이 지속될 수 있도록 하기 위해서이다. 이 전류가 공진리액터 초기전류(I_{Lro}^*)이고, 이 초기전류를 흘리지 않으면 저항성분에 의한 감쇄진동과 부하 및 계통전류에 의한 감쇄로 인하여 지속적인 공진이 불가능하게 된다.

초기전류를 설정하는 방식으로서는 일정방식과 가변방식이 있으나, 일정방식으로 하면 제어는 간단하나 그림 1에서의 $i_{INV} - i_{CNV}$ 값이 크게 되더라도 공진을 지속하지 않으면 안되므로 큰 값의 I_{Lro}^* 가 필요하게 된다. 그러면 C_r 에 고전압이 발생하게 되고 클램프기간과 영전압기간이 평균적으로 늘어나게 되어 스위칭주파수가 저하하고, 공진회로부 및 소자의 손실이 증가하는 등 많은 문제점이 발생한다.

가변방식은 영전압기간중에 다음의 공진파형에서의 i_{INV} 와 i_{CNV} 를 연산하여 그에 따라 I_{Lro}^* 를 제어하는 방식이다. 이 방식의 제어는 복잡하나 일정방식에 비해 I_{Lro}^* 를 평균적으로 적게 설정할 수 있다.

따라서 공진 1주기마다 I_{Lro}^* 를 식(1)에 의해 제어하면 된다.

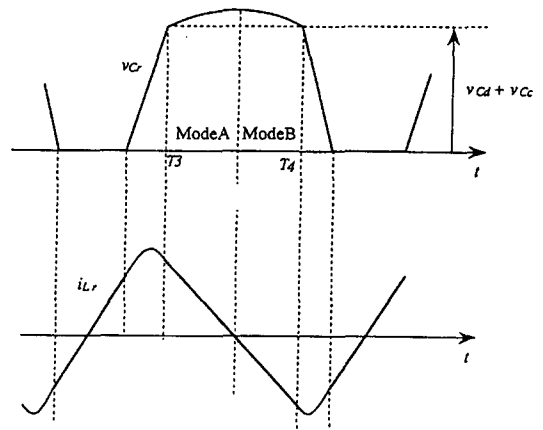
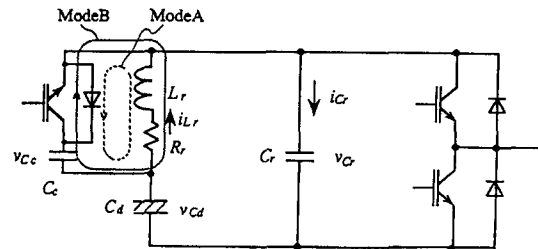


그림 2 클램프회로의 동작
Fig. 2 Operation of clamp circuit

$$I_{Lro}^* = i_{INV} - i_{CNV} + I_{DAMP} \quad (1)$$

단, I_{DAMP} : 저항성분에 의한 감쇄의 보상분

식(1)은 영전압 기간중에 다음 번의 공진현상중의 i_{INV} 와 i_{CNV} 를 예상해야 하는데 실제로는 불가능하므로 근사치를 이용한다. 즉, 영전압 기간중의 계통전류와 부하전류의 실제치 및 인버터, 컨버터의 스위칭패턴에 의한 연산으로 구한 값을 i_{INV} , i_{CNV} 로 한다.

이를 스위칭함수 S 를 이용하여 나타내면 다음과 같다.

$$i_{INV} = S_U \cdot i_{U0} + S_V \cdot i_{V0} + S_W \cdot i_{W0} \quad (2)$$

$$i_{CNV} = S_R \cdot i_{R0} + S_S \cdot i_{S0} + S_T \cdot i_{T0} \quad (3)$$

단, S 가 1이면 위쪽 스위치가 온이고, 0이면 아래쪽 스위치가 온이 되며 $i_{U0} \sim i_{T0}$ 는 영전압시의 각 상전류의 순시치를 나타낸다. 본 시스템에 있어서 I_{Lro}^* 의 설정식은 다음과 같다.

$$I_{Lro}^* = S_U \cdot i_{U0} + S_V \cdot i_{V0} + S_W \cdot i_{W0} - S_R \cdot i_{R0} - S_S \cdot i_{S0} - S_T \cdot i_{T0} + I_{DAMP} \quad (4)$$

4. 특성결과 및 고찰

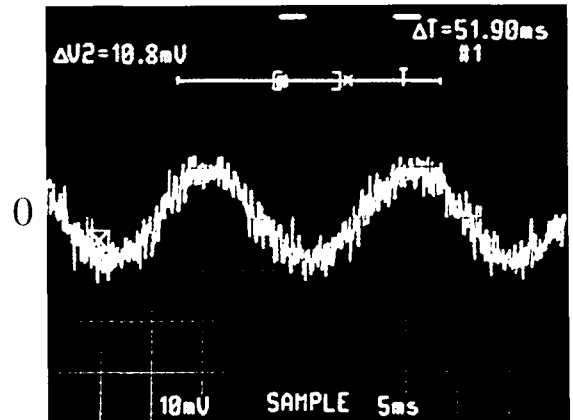
이상과 같은 시스템구성에 의해 실제로 운전을 행하여, 각부의 실측 파형에 대한 고찰결과 및 문제점에 관하여 서술한다.

4.1 입출력특성

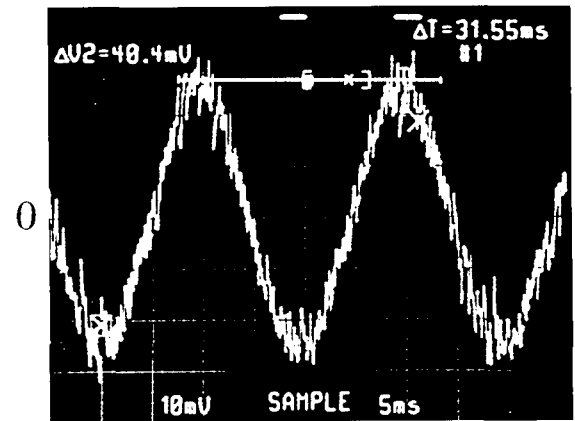
4.1.1 출력전류

그림 3(a)(b)에 스위칭 주파수를 20 kHz로 할 때, 모터구동시의 인버터 출력전류(모터전류)파형을 무부하운전과 100%부하운전으로 구별하여 나타낸 것이다. 그림으로부터 공진형 전력변환기에 있어서 무부하 및 부하에 관계없이 모터구동이 가능함을 확인할 수 있다.

그런데 전류파형의 리플률은 인버터의 스위칭 주파수 18 kHz 전후에서 측정한 결과와 비교해보면 PWM제어로 운전한 경우의 캐리어 주파수 2~3 kHz와 거의 같은 수준이다. 이 스위칭 주파수가 서로 다른 것은 공진형의 경우에는 스위칭이 임의의 시각에서 행해질 수 없다는 것에 있다. 이로부터 PWM제어형과 동등한 리플파형에서 공진형으로 운전하려면 캐리어 주파수의 10배정도의 스위칭 주파수가 필요하다고 할 수 있다.



(a) 무부하운전



(b) 100%부하운전

i_U : 5A/div, 5ms/div

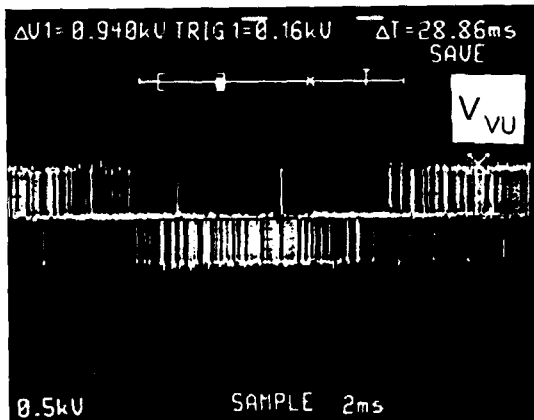
그림 3 인버터의 출력전류
Fig. 3 Output current of inverter

그러나 스위칭패턴의 발생방법에 따라 다소의 파형개선이 이루어질 수 있고, 모터운전시의 소음에 대해서는 PWM제어형이 캐리어 주파수 성분에 의한 금속적 소음이 발생하는 것에 반하여, 공진형의 경우에는 스위칭 주기의 미묘한 변동에 의해 출력파형의 주파수성분이 분산되어지기 때문에 그다지 귀에 거슬리지 않는 점이 있다.

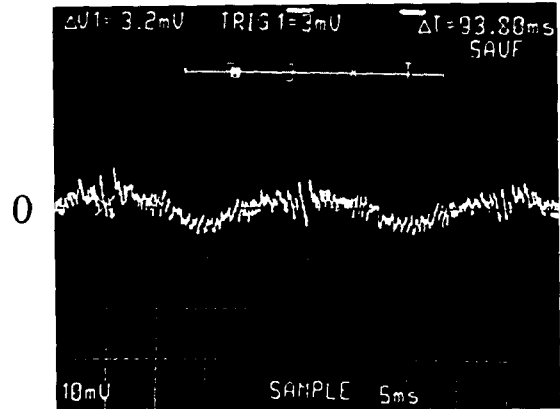
4.1.2 출력전압

그림 4(a)(b)는 인버터 출력전압(선간전압)파형을 나타낸다.

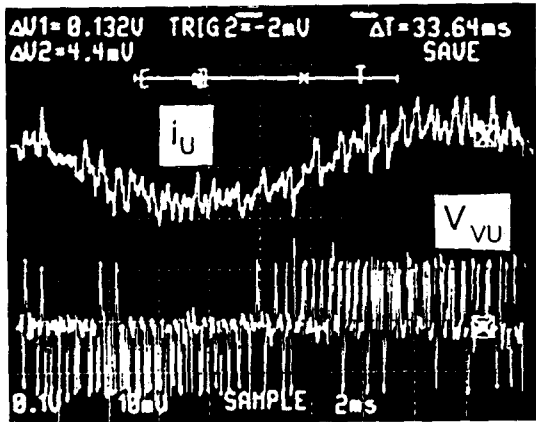
그림 4(a)로부터 인버터의 출력전압은 기본파가 정현파이고 가운데 부분의 밀도가 높고 영점부근의 밀도가 낮은 상태의 파형을 나타내고 있는데 그것의 하나하나가 공진파형에



(a) 선간전압 (V_{VU} : 500 V/div, 2 ms/div)

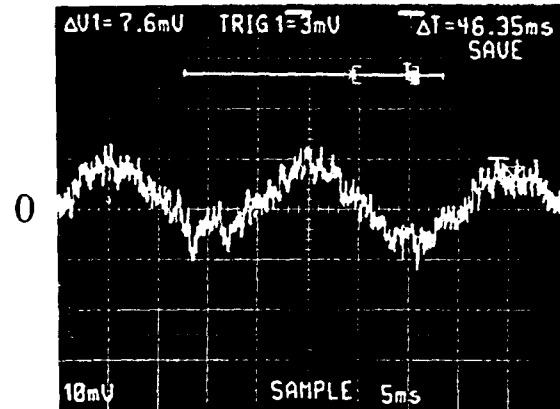


(a) 공진 동작만으로 운전(모터정지)

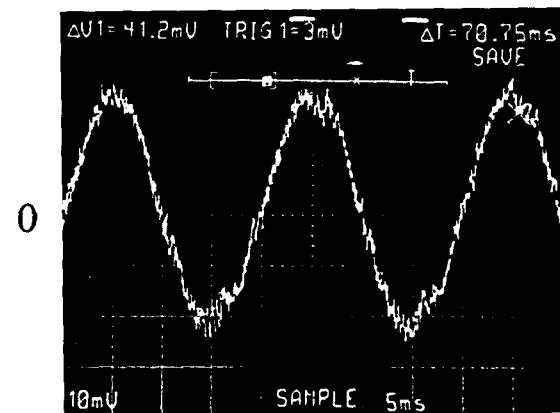


(b) 100%부하시의 U상전류

(i_U : 5 A/div, V_{VU} : 500 V/div, 2 ms/div)



(b) 모터 무부하운전



(c) 모터 100%부하운전

i_U : 5 A/div, 5 ms/div

그림 4 인버터의 출력전압/전류
Fig. 4 Output voltage/current of inverter

해당한다.

그런데 역극성의 전압이 군데군데에서 출력되고 있는 것을 볼 수 있는데 이는 페루프를 구성한 순시치 제어를 행하고 있기 때문으로서 실제문제로서 바람직하지 못한 현상이다. 이와 같은 전압이 출력되면 그림 4(b)와 같이 출력전류가 크게 변화하여 전류리플이 크게 되어 버린다.

즉, 역극성 전압이 출력되므로써, 직류링크부에서 부하측으로 전력이 공급되던 모드로부터 반대로 부하측에서 직류링크 부에 전력이 흐르는 모드로 이행하여, 전류의 변화율이 커지게 된다.

금후의 과제로서 파형의 성형과 더불어 이와 같은 역방향의 전압을 가능한 출력하지 않도록 하는 스위칭패턴 발생방식의 궁리가 필요하다고 본다.

그림 5 컨버터의 입력전류
Fig. 5 Input current of converter

4.1.3 입력전류(구동운전시)

그림 5(a)(b)(c)에 L_{ac} 를 7.3 mH로 하고 모터구동시의 컨버터 입력전류 파형을 나타낸 것이다.

그림으로부터 무부하, 부하상태에 관계없이 전류 파형은 정현파로서 기본파 역률은 1로 되어 있고, 공진형 전력변환기에 있어서도 고역률 입력이 가능하다는 것을 확인할 수 있다.

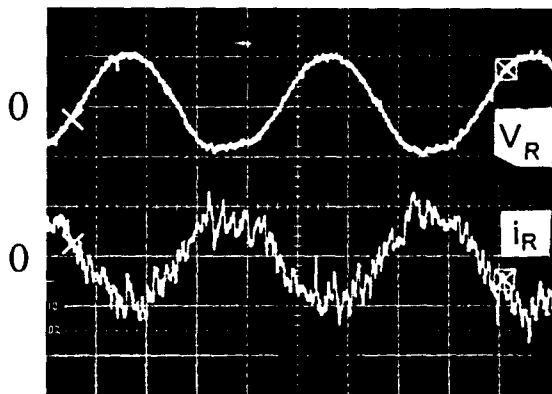
그림 5(a)는 공진 동작만으로 운전할 때의 입력전류 파형이지만 어느 정도의 전력이 직류링크부에 공급되고 있다. 이것이 공진현상을 지속시키기 위해 필요한 전력이라고 할 수 있지만 이 전력이 시스템의 내부손실로서 소비되어 효율이 저하되는 하나의 요인이 된다. 시스템의 효율을 상승시키기 위해서는 이 전력을 저감하는 것이 중요한 의미를 갖게 된다.

또한 본 시스템에서는 공진현상의 지속이라는 관점에서 교류리액터에서의 역할은 중요하다. 공진회로에서 본 경우, 전원부 및 부하부의 임피던스는 공진콘덴서와 병렬로 접속되어 있으므로 임피던스값이 무한대이면 공진회로에 영향은 전혀 미치지 않지만, 실제로는 유한한 값이기 때문에 다소의 영향을 받게 된다. 이 때문에 변환기의 입력부에 교류리액터를 접속하는 것은 임피던스를 높게 하는 것이고 안정된 공진현상에 기여하게 된다.

4.1.4 입력전류(회생운전시)

그림 6은 전원회생시, 계통의 R상전류와 R상전압 파형을 나타낸다.

그림으로부터 알 수 있는 바와 같이 회생시에 있어서도 전류 파형은 정현파이고 기본파 역률은 -1로 되어 있고, 공진형



V_R : 163 V/div, i_R : 5 A/div, 5 ms/div

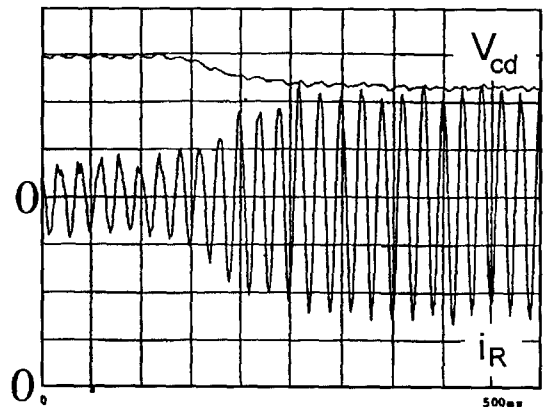
그림 6 컨버터의 입력전류/전압
Fig. 6 Input current/voltage of converter

전력변환기에 대해서도 전원회생의 운전이 가능한 것을 확인할 수 있다.

4.1.5 과도특성

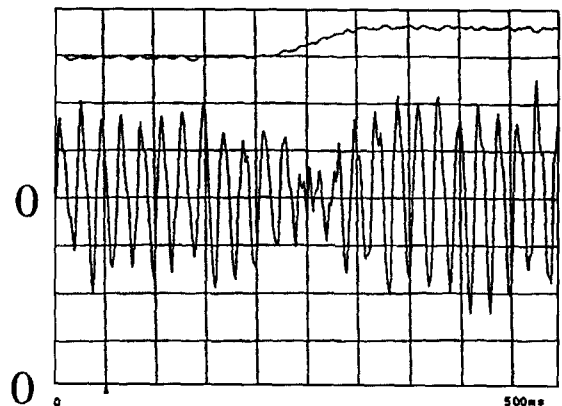
그림 7(a)(b)은 과도상태에서의 전해콘덴서의 전압과 컨버터의 입력전류 파형을 나타낸 것이다. (a)는 유도전동기를 무부하상태에서 부하상태로의 스텝응답, (b)은 무부하 운전상태로부터 회생상태로의 스텝응답을 나타내고 있다.

이것은 공진형 전력변환기에서도 부하 급변동에 대한 운전도 가능하다는 것을 보여준다.



(a) 무부하에서 부하운전으로의 스텝응답

V_{cd} : 45 V/div, i_R : 6.3 A/div, 50 ms/div



(b) 무부하에서 회생운전으로의 스텝응답

V_{cd} : 45 V/div, i_R : 3.1 A/div, 50 ms/div

그림 7 과도특성
Fig. 7 Transient characteristics

4.2 공진부특성

그림 8(a)(b)은 C_r 과 L_r 을 파라미터로 할 때의 V_{cr} 과 i_L 과형을 나타낸다. 이하에서

(a) $C_r=0.1 \mu\text{F}$; $L_r=100 \mu\text{H}$,

(b) $C_r=0.2 \mu\text{F}$; $L_r=200 \mu\text{H}$ 를 나타낸다.

공진형 변환기를 설계함에 있어서 공진용 콘덴서와 공진용 리액터의 용량을 결정하는 것은 대단히 중요하며 어려운 문제이다. 이것은 C_r 과 L_r 에 의해 스위칭주파수, 공진초기전류, 공진회로의 피크전압치 및 피크전류치, 각부의 손실치, 스위칭시의 dv/dt 및 di/dt 등이 서로 영향을 주고 있기 때문이다.

시스템에 있어서 L_r 은 대단히 중요한 구성부품이므로 설계시에 신중을 요한다. 본 리액터가 내부저항을 가질 가능성이

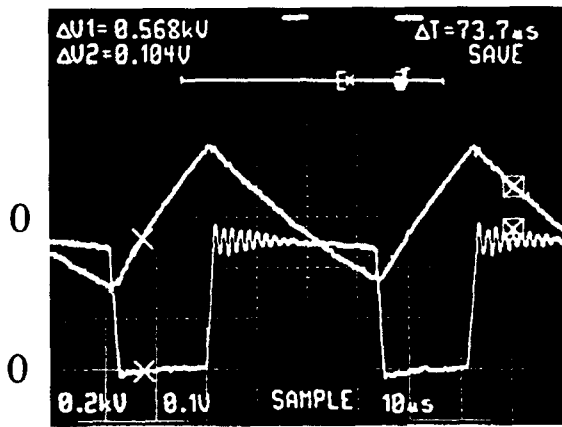
가장 높고 이 저항이 시스템의 고효율화 및 고주파수화를 저해하는 최대 요인으로 되기 때문이다. 또한 공진주파수가 높아질수록 표피효과에 의해 저항분이 증가하는 문제점도 발생한다.

그러므로 L_r 의 사양으로서는 릿츠선을 사용하고, 고주파특성을 개선하기 위해 공심으로 하던지 페라이트나 아몰피스와 같은 특수재료의 코어를 적용하여 고주파에 있어서도 동손이 발생하지 않도록 하여야 한다.

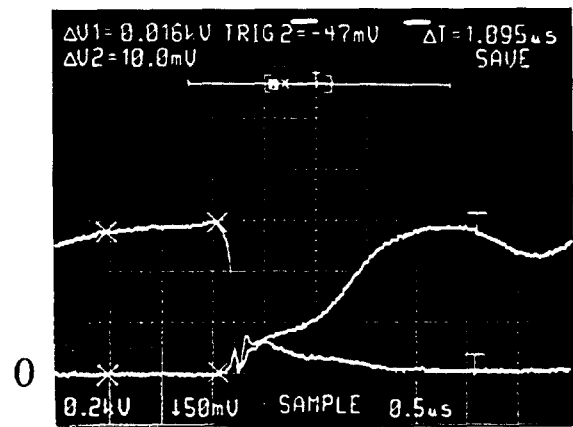
C_r 도 L_r 과 동일하게 내부저항이 작고, 고주파특성이 양호한 대전류용량의 것을 선정하여야 한다.

4.3 주 스위칭 소자의 턴 오프특성

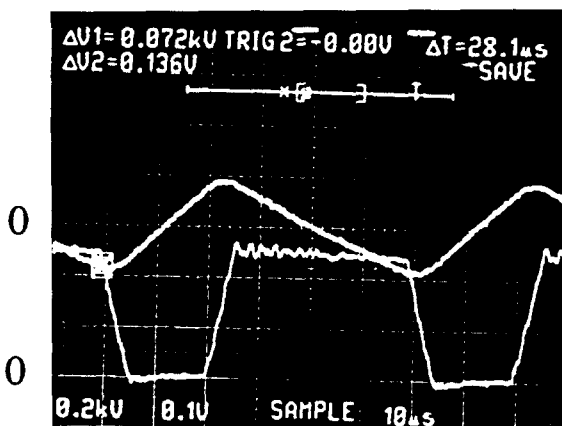
그림 9(a)(b)에 C_r 과 L_r 을 파라미터로 할 때의 인버터 스



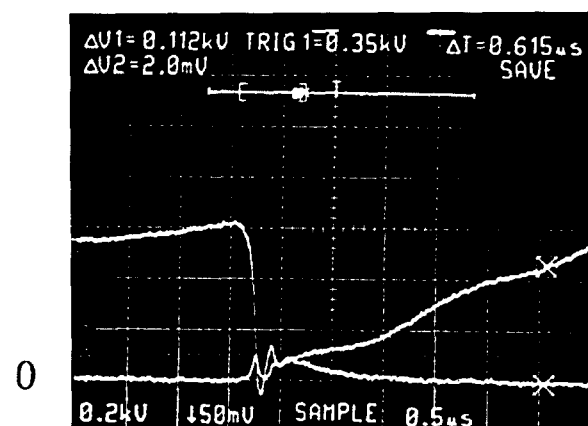
(a) V_{cr} : 200 V/div, 10 μs /div



(a) i_L : 10A/div, 0.5 μs /div



(b) i_L : 20A/div, 10 μs /div



(b) V_{cr} : 200V/div, 0.5 μs /div

그림 8 공진특성
Fig. 8 Resonant characteristics

그림 9 주 스위칭 소자의 턴 오프 파형
Fig. 9 Turn off waveform of main devices

위칭소자의 턴 오프시의 전류전압파형을 나타낸다. 단, 그림은 턴 오프전류가 30A일 때이다. (a)(b)는 4.2절에 표시한 동일조건이다.

그림에서 전류와 전압이 교차하고 있는 부분이 턴 오프손실로 되는데, PWM형과 비교해서 전압상승률($\frac{dv}{dt}$)이 완만한 것으로 보아 손실치는 작다는 것을 알 수 있다.

턴 오프파형은 L_r 의 값에는 무관하고 C_r 에 크게 의존하고 있는 것을 알 수 있다. C_r 이 작아짐에 따라 $\frac{dv}{dt}$ 가 크게 되어 턴 오프손실도 크게 되어버린다.

또한 주 스위칭소자의 전류가 하강할 때, V_{CE} 에 스파이크형의 전압이 인가되는데 이는 C_r 과 스위칭소자간의 배선인덕턴스에 의해 발생하며 다음 식으로 표현된다.

$$V_{SPIKE} = L \cdot \frac{di_c}{dt} \quad (5)$$

L : C_r 와 소자사이의 배선인덕턴스

$\frac{di_c}{dt}$: 하강 기간중의 전류변화율

4.4 주 스위칭소자의 영전압특성

그림 10(a)(b)은 C_r 과 L_r 을 파라미터로 할 때의 인버터 스위칭소자가 영전압일 때의 전류전압파형을 나타낸다. 단, $V_{cr}=0$ 인 순간에 환류다이오드로 흐르는 전류가 20A일 때이다. (a)(b)는 4.2절에 표시한 동일조건이다.

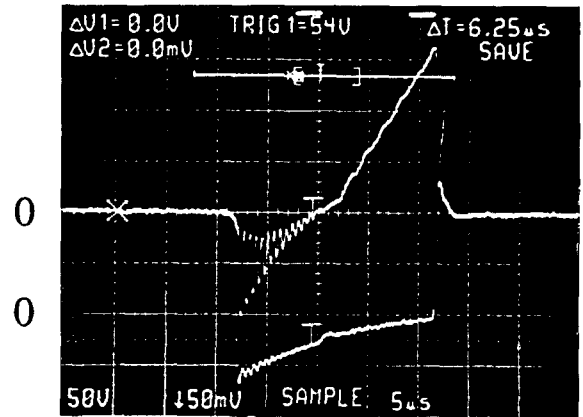
영전압 기간에 다이오드로 흐르고 있던 모드에서는 환류다이오드에 1 MHz정도의 고주파전류가 흐르고 있다. 그 때문에 다이오드 순전압강하가 약 40V정도로 대단히 크게 되고, 결과적으로 고주파전류가 흐르고 있던 기간에 환류다이오드에는 비교적 큰 도통손실이 발생하고 있다.

또한 C_r 이 작으면 C_r 의 역방향의 충전전압이 커지게 되고, L_r 이 크면 다이오드의 전류가 영으로 도달할 때까지의 시간이 필요하게 된다. 이 때문에 동일한 L_r 에서 C_r 이 작으면 손실치가 커지게 되고, 동일한 C_r 에서는 L_r 이 커짐에 따라 손실치는 커지게 된다.

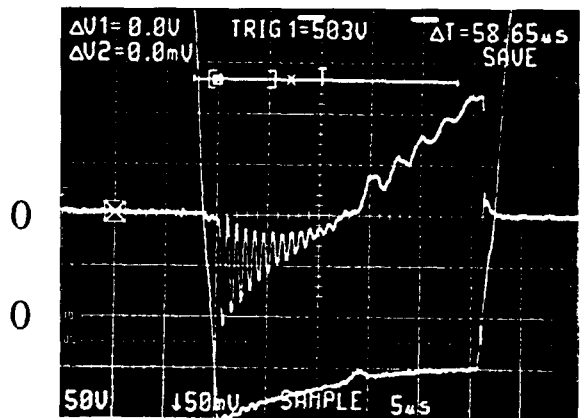
4.5 클램프소자의 턴 오프특성

그림 11(a)(b)는 C_r 과 L_r 을 파라미터로 할 때의 클램프 소자의 턴 오프시의 전류전압파형을 나타낸다. 단, 턴 오프전류가 30A일 때의 경우이다. (a)(b)는 4.2절에서와 같다.

4.3절에서와 같이 턴 오프 손실은 C_r 에 의존하고 비슷한 경향을 나타낸다.



(a) i_c : 10 A/div, 10 μ s/div



(b) V_{CE} : 50 V/div, 10 μ s/div

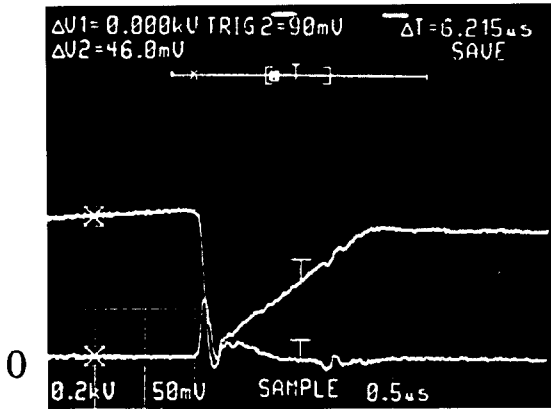
그림 10 주 스위칭 소자의 영전압파형
Fig. 10 Zero voltage waveform of main devices

4.6 클램프소자의 도통특성

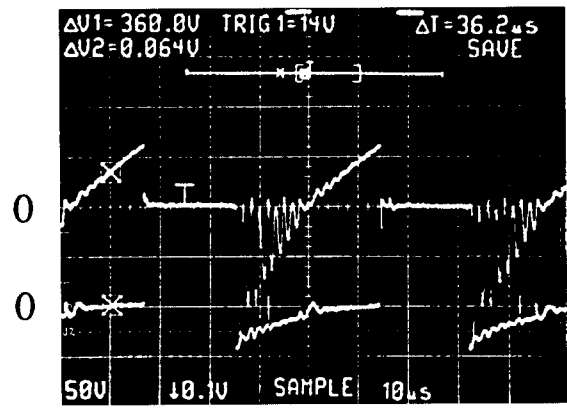
그림 12(a)(b)는 C_r 과 L_r 을 파라미터로 하고 클램프소자가 도통하고 있을 때의 전류전압 파형을 나타낸다. 단, 클램프회로에 전류한 순간에 다이오드로 흐르고 있던 전류가 50A일 때이다. (a)(b)는 4.2절에서와 같다.

4.4절에서와 같이 클램프회로의 다이오드에 전류가 흐르고 있는 운전모드로서, C_r 와 클램프회로내의 배선인덕턴스가 공진하게 되어 클램프회로내의 다이오드로 고주파전류가 흐르고 있다.

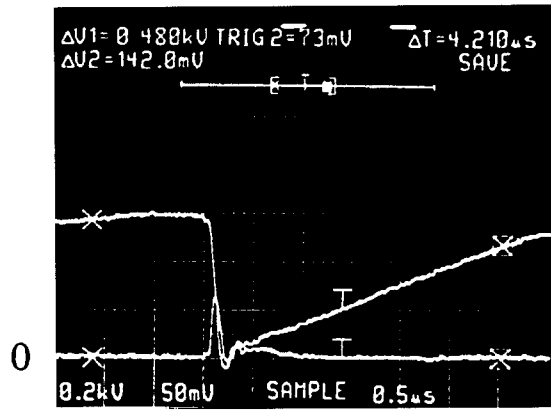
이 다이오드의 도통손실은 시스템효율에 커다란 영향을 미치므로 고주파특성이 좋고 과도 온 전압이 낮은 클램프다이오드의 적용을 고려해야 한다.



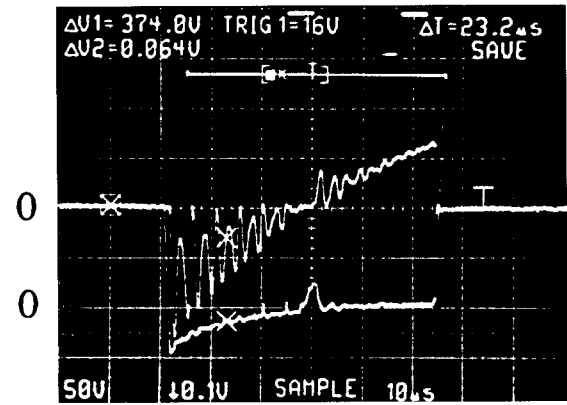
(a) i_c : 10 A/div, 0.5 μ s/div



(a) i_{cc} : 20 A/div, 10 μ s/div



(b) V_{ce} : 200 V/div, 0.5 μ s/div



(b) V_{ce} : 50 V/div, 10 μ s/div

그림 11 클램프소자의 턴 오프파형

Fig. 11 Turn off waveform of clamp device

그림 12 클램프소자의 도통파형

Fig. 12 Conduction waveform of clamp device

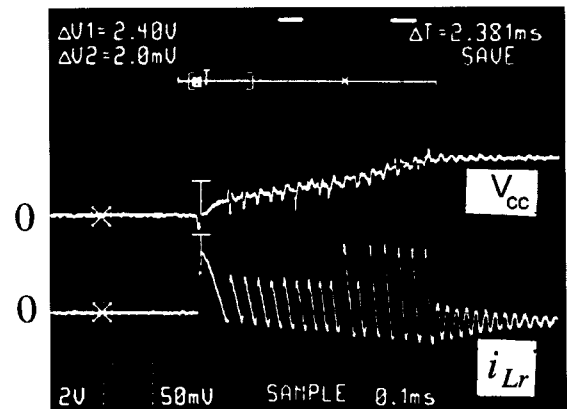
4.7 클램프 콘덴서의 초기충전특성

그림 13은 클램프콘덴서를 충전시키고 있을 때의 V_{cc} , i_L 파형을 나타낸다.

C_c 의 초기충전시의 경우는 통상운전을 실행하기 전에 C_c 에 미리 클램프전압 상당의 전하를 충전시켜 두는 것으로 한다.

그림 14는 충전시의 전류의 경로를 나타내고 있다.

스위치 Sa와 Sb를 동시에 온시켜 그림중의 점선으로 표시된 경로로 전류를 흘려 L_r 에 에너지를 축적시킨다. 점선의 전류가 소정의 값에 도달하면 스위치 Sa와 Sb를 오프시켜 L_r 에 흐르고 있던 전류를 C_c 에 전류시켜 전하를 축적시킨다. 이러한 동작을 설정한 클램프전압이 될 때까지 반복 수행한다.



V_{cc} : 120 V/div, i_{Lr} : 10 A/div, 0.1 ms/div

그림 13 클램프 콘덴서의 초기충전파형

Fig. 13 Initial charge waveform of clamp condenser

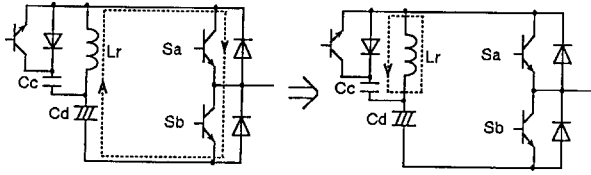


그림 14 충전시의 전류경로
Fig. 14 Current path for charging

Distribution System Using a Resonant High Frequency AC Link”, IEEE PESC '86, pp.533~541, 1986.

〈저 자 소 개〉



양승학(梁承學)

1959년 1월 14일생. 1982년 전남대 공대 계속 제어공학과 졸업. 1982년 동 대학원 졸업(석사). 1990~1992년 일본 동경대학 대학원 졸업(공학박). 1993~1994년 동경대학 생산기술연구소 박사연구원. 1995년~현재 호남대 공대 전기전자 공학부 조교수.

5. 결 론

이상과 같이 공진형 듀얼컨버터를 구축하여 그의 운전특성을 각종 실측 파형을 통해 고찰하고 문제점을 제시하였다. 이러한 실험적 고찰을 통해 시스템의 설계지침과 각 회로소자의 설계사양 및 적용소자의 사양 등에 대한 기초자료로서 활용 가능할 것이다.

또한 공진형 전력변환기에 관한 기초적인 특성습득과 함께 실제현상에서의 문제점이나 제품화에 대한 금후의 연구방향을 명확하게 할 수 있었다.

본 연구는 한국학술진흥재단의 연구비지원에 의하여 수행된 결과의 일부임을 밝힌다.

참 고 문 헌

- [1] 日本電氣學會, “高周波用電力半導體デバイス應用の技術動向”, 電氣學會技術報告, 第271號, 1988.
- [2] 日本電氣學會, “高性能半導體電力變換方式”, 電氣學會技術報告, 第345號, 1990.
- [3] 日本電氣學會, “高周波共振形スイッチング電源方式と應用技術の動向”, 電氣學會技術報告, 第443號, 1992.
- [4] K.Kit Sum, “Recent Development in Resonant Power Conversion”, Intertec Communication, Inc., California, 1988.
- [5] D.M. Divan, “The Resonant DC Link Converter-A New Concept in Static Power Conversion”, IEEE PESC '86, pp.648~656, 1986.
- [6] D.M. Divan and G. Skibinski, “Zero Switching Loss Inverters for High Power Applications”, IEEE IAS '87, pp.627~634, 1987.
- [7] P.K. Sood and T.A. Lipo, “Power Conversion